

(54) MOTOR CONTROLLER FOR ELECTRICAL DRIVE VEHICLE

(11) 1-252102 (A) (43) 6.10.1989 (19) JP

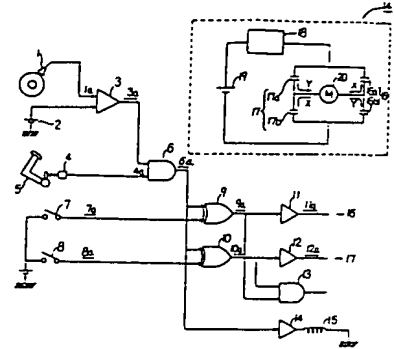
(21) Appl. No. 63-76455 (22) 31.3.1988

(71) MITSUBISHI HEAVY IND LTD (72) SATOSHI MATSUDA

(51) Int. Cl. B60L7/24

PURPOSE: To improve the control performance and operational reliability, by enabling automatic interlock of generative brake operation through a motor control circuit when a service brake operation is performed through a brake pedal during travel.

CONSTITUTION: When a vehicle is driving, a drive switch 7 is closed and a drive contactor driver 11 produces an operational signal 11a. When service brake operation is made through stepping of a brake pedal 5, a step detection switch 4 is turned ON and a service brake operation signal 4a is produced. If a high speed detection signal 3a has been outputted, a trigger signal 6a is produced. Consequently, the drive contactor driver 11 is turned OFF to interrupt provision of the operational signal 11a, while a reverse contactor driver 12 is turned ON to produce an operational signal 12a thus bringing out a generative brake mode.

**(54) ELECTRIC ROLLING STOCK CONTROLLER**

(11) 1-252103 (A) (43) 6.10.1989 (19) JP

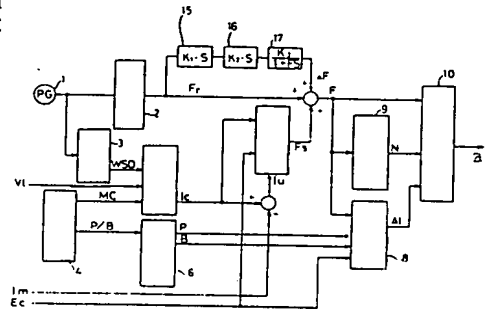
(21) Appl. No. 63-78960 (22) 31.3.1988

(71) TOSHIBA CORP (72) SHINICHIRO YAMASHITA(1)

(51) Int. Cl. B60L9/16

PURPOSE: To prevent vibration in main circuit, by applying lead compensation onto an output from a rotary frequency operating section and removing DC component from the compensated output, thereafter applying phase lead compensation thereon and adding the compensated output to the output from the rotary frequency operating section.

CONSTITUTION: A current command value operating section 5 operates a current command value I_c corresponding to an idle slip detection signal WSD, a travel command MC and the load V1 of an electrical rolling stock. A slip frequency operating section 7 operates a slip frequency F_s based on a current difference signal I_u , a current command value I_c and a filter capacitor voltage E_c . On the other hand, an operated rotary frequency F_r is subjected to lead compensation through a differential compensator 15 then DC component thereof is removed through a differential compensator 16, thereafter it is subjected to phase lead compensation through a primary delay compensator 17 and converted to a compensated frequency ΔF . Then the operated rotary frequency F_r , the compensated frequency ΔF and the slip frequency F_s are added to produce a rotary frequency command F .



2: rotary frequency operating section, 3: idle slip detecting section, 4: master controller and brake valve, 6: powering/regenerative brake judging section, 8: modulation rate operating section, 9: modulation pulse mode operating section, 10: PWM modulating section, a: gate pulse

⑫ 公開特許公報(A) 平1-252103

⑤ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 平成1年(1989)10月6日

B 60 L 9/16

A-8625-5H

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全7頁)

⑭ 発明の名称 電気車制御装置

⑯ 特 願 昭63-78960

⑰ 出 願 昭63(1988)3月31日

⑱ 発 明 者 山 下 真 一 郎 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝府中工場内
 ⑱ 発 明 者 安 岡 育 雄 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝府中工場内
 ⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
 ⑳ 代 理 人 弁 理 士 三 好 保 男 外1名

明 細 書

1. 発明の名称

電気車制御装置

2. 特許請求の範囲

誘導電動機の回転をパルスジェネレータのパルス信号入力から演算する回転周波数演算部と、

この回転周波数演算部の演算出力に対して進み補償を与える第1微分補償器と、

この第1微分補償器の出力から直流分を除去する第2微分補償器と、

この第2微分補償器の出力に対する1次遅れ補償器と、

応荷重に見合った直流指令値と誘導電動機の電流値とからすべり周波数を演算するすべり周波数演算部と、

前記回転周波数演算部の演算周波数出力に対して前記1次遅れ補償器の出力とすべり周波数演算部の出力とを加算して入力とする可変電圧可変周波数インバータ用PWM変調部とを備えて成る電気車制御装置。

3. 発明の詳細な説明

〔発明の目的〕

(産業上の利用分野)

この発明は誘導電動機により駆動される電気車の制御装置に関する。

(従来の技術)

一般に、鉄道車両の主電動機として誘導電動機を使用することは、小型軽量化の点からもメンテナンスフリーの点からも大きな利点がある。そして、誘導電動機を効率よく速度制御するためには、可変電圧、可変周波数(以下、VVVFと略記する)インバータが必要で、通常一般にサイリスタ等を用いたVVVFインバータが主に使用されている。

第3図は、主電動機駆動用の主回路における、誘導電動機の1相分の等価回路と、VVVFインバータ及び入力フィルタとの関係を表わしたものであり、入力フィルタリアクトル L_0 、入力フィルタコンデンサ C_0 、VVVFインバータ I_V 、1次漏れインダクタンス L_1 、1次レジスタンス

R_1 、励磁インダクタンス L_m 、2次漏れインダクタンス L_2 、透過2次レジスタンス R_2/S により成されている。

なおここで、 S は誘導電動機のすべりを表わし、次のように定義されるものである。

$S = \text{すべり周波数 } f_s / \text{インバータ出力周波数 } f$

このようなVVVFインバータ制御方式は、制御そのものが複雑であるという点と、電圧高調波低減のためにPWM変調を行わなければならない等の要因から高度な制御技術が要求される。

第4図は、このようなPWM変調VVVFインバータの制御装置の従来例を示している。

この従来の電気車制御装置は、電動機の回転数を検知するパルスジェネレータ1、パルスジェネレータ1からの信号により回転周波数 f_r を算出する回転周波数演算部2、パルスジェネレータ1からの信号の時間変化率より空転及び滑走を検知する空転滑走検知部3を備えている。また、走行指令信号 MC 及びノッチ指令信号 P/B を与える

マスコン及びブレーキ弁4、マスコン指令信号 MC 、応荷重 V 及び空転滑走条件 WSD に応じて電流指令値 I_c を算出する電流指令値演算部5、ノッチ指令信号 P/B によって力行 P 、回生 B を判別する力行回生判別部6を備えている。

さらに、電流値 I_c 及び力行 P 、回生 B 条件及び電流指令値 I_c と誘導電動機の電流 I_m との電流偏差 I_u に応じて基準すべり周波数 f_{s1} 及びすべり周波数 f_s を算出するすべり周波数演算部7、インバータ周波数 f 及び架線電圧 E_c より変調率 A を算出する変調率演算部8、インバータ周波数 f より変調パルスモード N を算出する変調パルスモード演算部9、インバータ出力周波数 f 、変調パルスモード N 及び変調率 A に従ってPWM変調を行なうPWM変調部10を備えている。

またすべり周波数演算部7の詳しい構成は第5図に示すようなものであり、関数発生器11、1次遅れ補償器12、微分補償器13、及びリミッタ14により構成されている。

そして、関数発生器11は、電流指令値 I_c を

入力して基準すべり周波数 f_{s1} を出力する。また1次遅れ補償器12は電流偏差 I_u を1次遅れ補償し、定電流補正すべり周波数 f_{s2} を出力する。微分補償器13はフィルタコンデンサ C_0 の電圧 E_c を微分する。そしてこれらの各出力 f_{s1} 、 f_{s2} 、及び $K_2 S$ の和をリミッタ14を通した後にすべり周波数 f_s として出力するようになっている。

これにより、電流指令値 I_c と電動機電流 I_m とがほぼ等しくなるように定電流制御が行なえるのである。

(発明が解決しようとする課題)

しかしながら、このような従来の電気車制御装置においては、第3図に示すように入力フィルタリアクトル L_0 と入力フィルタコンデンサ C_0 とで構成された入力フィルタ回路と、誘導電動機のリアクタンス L_m との間で流れようとする振動電流(ハンチング電流)に対してダンピング要素となるものは、直列に入っている1次レジスタンス R_1 と、並列に入る等価2次レジスタンス R_2

$/S$ だけである。そして、原理的には R_1 は大きいほど、 R_2/S は小さいほどダンピング効果が高いのであるが、一般に R_1 はその値が非常に小さく、逆に R_2/S はもともと S の値が小さく、特にインバータ周波数 f が高周波になるほど S がさらに小さくなるため、これらのレジスタンスだけでは充分大きなダンピング効果を期待できない。

その結果、第4図及び第5図に示したように、すべり周波数 f_s に対してフィルタコンデンサ C_0 の電圧分を微分補償器13を介して進み補償するようにし、主回路振動が発生してフィルタコンデンサ C_0 の電圧が上昇すると、その結果として微分補償器13の出力がプラスとなり、すべり周波数 f_s を増加させ、フィルタコンデンサ電圧の上昇を抑えるようにしている。

しかしながら、主回路振動が発生した場合、誘導電動機の発生トルクもその振動周波数に従って振動し、回転数検出信号も振動するようになるため、第4図の回転周波数演算部2の出力 f_r に振

動成分が含まれるようになる。この振動周波数は、電気車用の場合には台車駆動系を含めた機械系との関係で定まるが、通常は10～15Hz程度である。

従って、第4図の制御系の周波数応答としては、

$$T = 1/\omega$$

$$= 1/6.28 \times 15 \approx 10\text{ms以下}$$

のサンプリングタイムが必要となるが、ハードウェア構成と演算処理能力上の限界からこのような短いサンプリングタイムを得ることは技術上困難なものであった。

その結果、従来の電気車制御装置では、制御周波数応答が遅れ気味となり、振動周波数成分に対する誘導電動機の実すべり周波数がずれ、振動に対する十分なダンピング効果を得ることができない問題点があった。

この発明は、このような従来の問題点を解決するためになされたもので、誘導電動機をVVVFインバータによりすべり周波数制御する場合の主回路の振動現象を、回転周波数演算値に補正を

を起すことなく誘導電動機を安定に制御するために、誘導電動機の実際の回転周波数を遅れなく検知するため、回転周波数演算値に対し第1微分補償器により進み補償を行なうと共にこの第1微分補償器に含まれている直流成分を第2微分補償器によってカットし、さらに位相進みを1次遅れ補償器によって補償し、この出力を最初の回転周波数演算値に加算する。

この結果として得られる回転周波数演算出力は、実際の誘導電動機の回転周波数に近いものとなり、主回路振動が発生して誘導電動機の発生トルクが振動し、回転周波数に変動しようとする、前記補償要素によりインバータ出力周波数が進み補償され、誘導電動機の実すべり周波数のずれを防ぎ、主回路振動のダンピングを行なうことができる。

(実施例)

以下、この発明の実施例を図に基づいて詳説する。

第1図はこの発明の一実施例の回路ブロック図であり、第4図に示した従来例の回路構成におい

加えることにより抑止するようにした電気車制御装置を提供することを目的とする。

[発明の構成]

(課題を解決するための手段)

この発明の電気車制御装置は、誘導電動機の回転をパルスジェネレータのパルス信号入力から演算する回転周波数演算部と、この回転周波数演算部の演算出力に対して進み補償を与える第1微分補償器と、この第1微分補償器の出力から直流分を除去する第2微分補償器と、この第2微分補償器の出力に対する1次遅れ補償器と、応荷重に見合った直流指令値と誘導電動機の電流値とからすべり周波数を演算するすべり周波数演算部と、前記回転周波数演算部の演算周波数出力に対して前記1次遅れ補償器の出力とすべり周波数演算部の出力とを加算して入力とする可変電圧可変周波数インバータ用PWM変調部とを備えたものである。

(作用)

この発明の電気車制御装置では、主回路振動

で、回転周波数演算部2の出力に対し、さらに第1微分補償器15、第2微分補償器16、及び1次遅れ補償器17の直列回路を並設し、この直列回路の出力を、回転周波数演算部2の回転周波数演算出力に加算するようにしている。

なお、この実施例の場合、第4図に示した従来例と同一の符号を付した部分は従来例と同様の構成及び作用を有するものである。

従って、この実施例の電気車制御装置では、誘導電動機の回転数がパルスジェネレータ1によりパルス信号に変換され、回転周波数演算部2及び空転滑走検知部3に入力される。

回転周波数演算部2では、パルスジェネレータ1からのパルス信号を演算し、回転周波数演算値Frを出力する。

空転滑走検知部3では、パルスジェネレータ1からのパルス信号の時間変化率より空転及び滑走を検知し、空転滑走条件WSDを出力する。

マスコン及びブレーキ弁4は、走行指令MC及びノッチ指令P/Bを出力する。

電流指令値演算部5は、空転滑走検知部3からの空転滑走条件 WSD と電気車の応荷重 V と、マスコン指令 MC に応じて電流指令値 I_c を演算し、出力する。

力行回生判別部6では、マスコン及びブレーキ弁4からのノッチ指令 P/B によって力行 P 、回生 B を判別する。

すべり周波数演算部7では、電流指令値 I_c 及び力行 P 又は回生ブレーキ B 、及び電流指令値 I_c と誘導電動機の電流値 I_m との電流偏差 I_u に応じて基準すべり周波数 F_{s1} 、すべり周波数 F_s を算出する。

変調率演算部8では、インバータ周波数 F と架線電圧 E_c より V/F 一定となるように電圧制御するための周波数 F に対する変調率 A を算出する。

変調パルスモード演算部9はインバータ周波数 F の大小に応じて変調パルスモードを変更するものであり、例えばインバータ周波数 F の高低に応じて7段階程度のパルスモード N を出力する。

第2図(a)に示すように、実際の誘導電動機の回転周波数 a は誘導電動機の速度 v に対し主回路振動を含んだものとなり、これに対し回転周波数演算部2からの回転周波数検出値 b は演算時間遅れ τ だけ遅れた曲線となる。

この回転周波数検出値 b に対し、第1微分補償器15は、第2図(b)に示すように主回路振動分を取出す。なお、この時に位相は 90° 進むことになる。

第2微分補償器16は、第1微分補償器15が取出した微分信号に含まれている速度 v に対する直流分 I_v を除去し、実際の回路振動分のみを取出し、同図(c)に示す信号を出力する。

そしてこの第2微分補償器16の微分により、位相は更に 90° 進むことになるため、1次遅れ補償器17により第2微分補償器16の出力に対し、同図(d)に示すように 90° の位相遅れを与え、周波数補償 ΔF_r を得る。

このようにして、第1微分補償器15、第2微分補償器16及び1次遅れ補償器17により構成

PWM変調部10では、インバータ出力周波数 F 、変調パルスモード N 及び変調率 A に従ってインバータに印加するスイッチング信号のPWM変調を行ない、このゲートパルスをインバータ回路(図示せず)に出力する。

更に、前記すべり周波数演算部7は、従来例で説明したように第5図に示す構成を備え、電流指令値演算部5からの電流指令値 I_c に基づき基準すべり周波数 F_{s1} を設定する関数発生器11、電流指令値 I_c と実際の電動機電流 I_m との偏差 I_u に対し1次遅れ補償を行なう1次遅れ補償器12、更にフィルタコンデンサ電圧 E_c に対し進み補償を行なう微分補償器13を備えている。そして、これらの出力を加算してリミッタ14にかけ、実際のすべり周波数演算値 F_s を出力するのである。

更に、前記回転周波数演算部2からの回転周波数演算値 F_r に対する第1微分補償器15、第2微分補償器16及び1次遅れ補償器17の動作を説明する。

される周波数遅れ補償回路からの出力 ΔF_r が回転周波数演算値 F_r に重畳され、同図(e)に示す回転周波数出力 c が得られることになる。

このようにして得られた補償後の回転周波数出力 c は、回転周波数演算部2からの出力 F_r に対し、第2図(e)に示すように演算時間遅れ τ 分の補償が行なわれ、誘導電動機の実際の回転周波数 a とはほぼ等しいものとなるのである。

このようにして得られた1次遅れ補償器17の出力 ΔF_r と回転周波数演算部2からの演算出力 F_r とを加算し、これに更にすべり周波数演算部7の出力 F_s を加算してインバータ出力周波数 F とし、PWM変調部10に入力される。

こうして、主回路振動が発生して誘導電動機の発生トルクが振動し、実際の回転周波数が変動しようとする、上述の補償要素によりインバータ出力周波数 F が進み補償され、誘導電動機の実すべり周波数のずれを防止することによるダンピング効果が得られ、振動の収束を行なうことができるのである。

〔発明の効果〕

以上のようにこの発明によれば、誘導電動機の回転周波数に対する演算値に対し、回転数の主回路振動の進み補償を行なう第1微分補償器と、この第1微分補償器の出力に含まれる直流分をカットする第2微分補償器と、更に第2微分補償器により発生する余分の移送進みを送らせる1次遅れ補償器とを設け、この1次遅れ補償器の出力を回転周波数演算値に加算し、すべり周波数演算値と加算してPWM変調部の制御周波数としているため、誘導電動機の実際の回転周波数とほぼ同一の回転周波数演算値をPWM変調部に入力することができ、誘導電動機の実すべり周波数のずれを防止することによる主回路振動のダンピング効果が得られる。

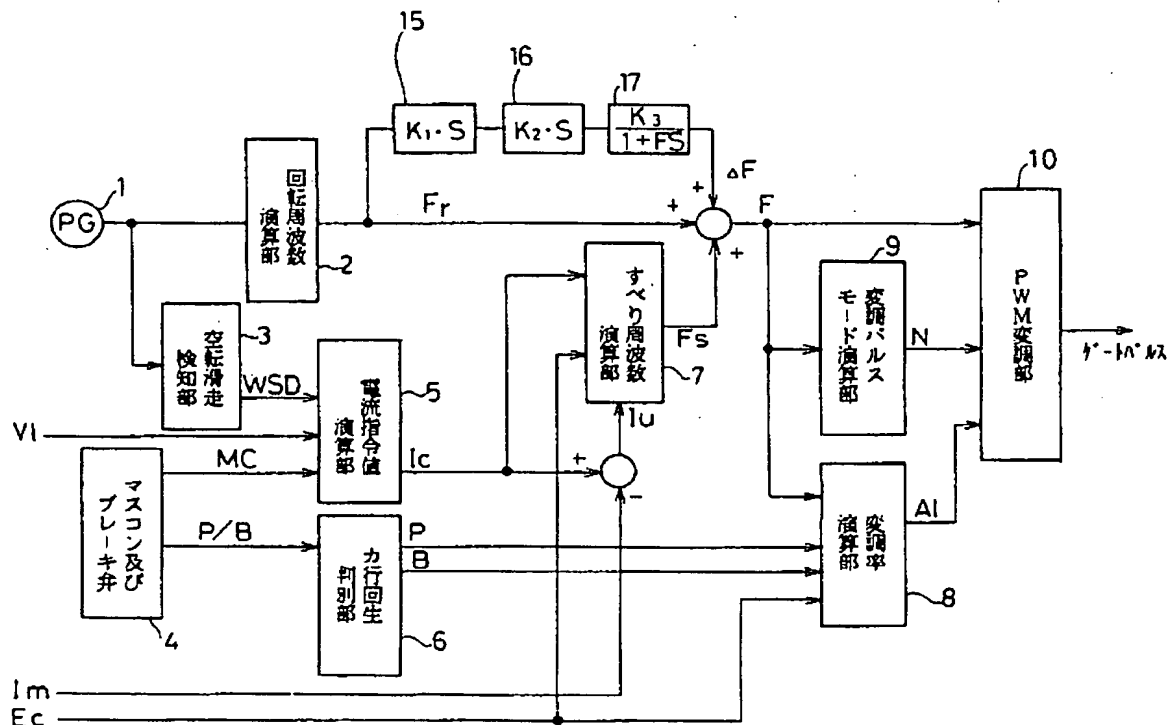
4. 図面の簡単な説明

第1図はこの発明の一実施例の回路ブロック図、第2図は上記実施例の動作特性を説明する波形図、第3図は一般的な電圧型VVVFインバータの等価回路図、第4図は従来例の回路ブロック図、第

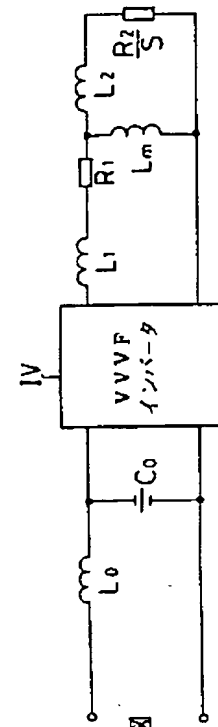
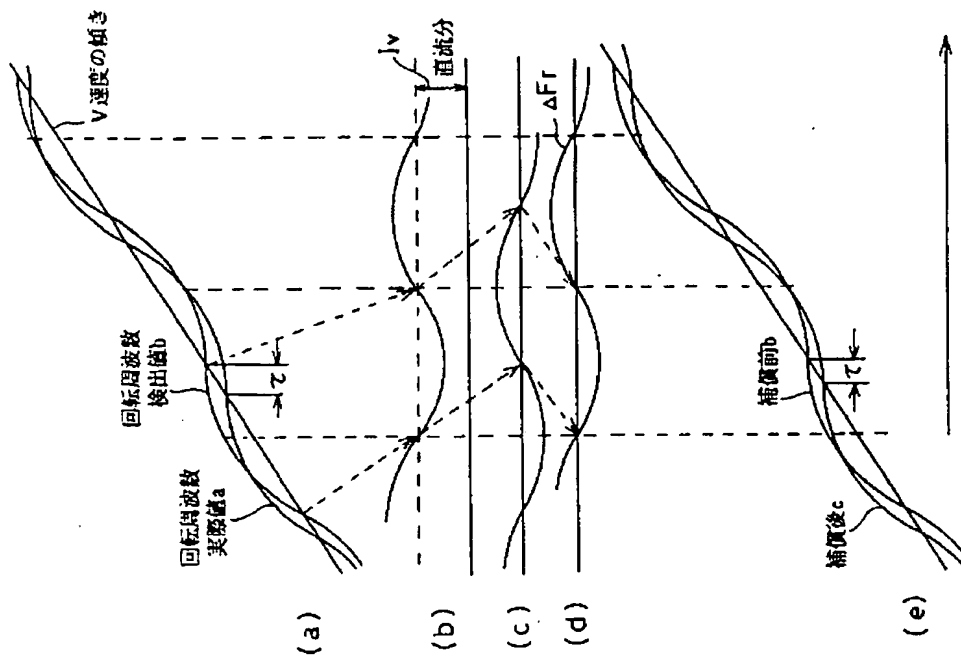
5図は従来例のすべり周波数演算部の詳しい構成を示すブロック図である。

- 1 … パルスジェネレータ
- 2 … 回転周波数演算部
- 3 … 空転滑走検知部
- 4 … マスコン及びブレーキ弁
- 5 … 電流指令値演算部
- 7 … すべり周波数演算部
- 8 … 変調率演算部
- 9 … 変調パルスモード演算部
- 10 … PWM変調部
- 15 … 第1微分補償器
- 16 … 第2微分補償器
- 17 … 1次遅れ補償器

代理人弁理士 三好保男

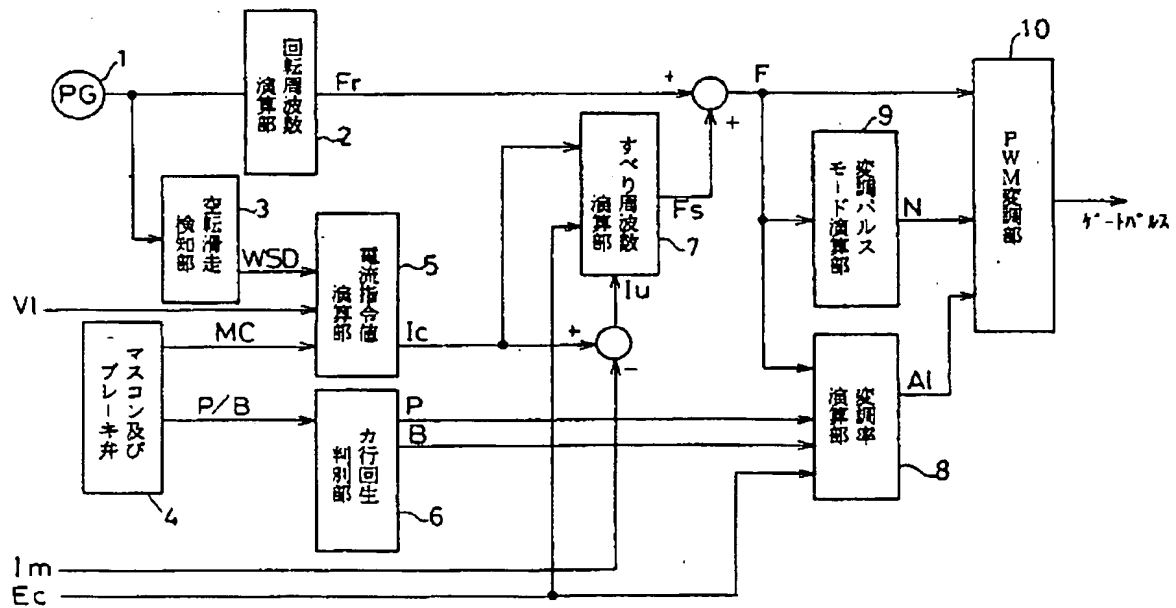


第1図

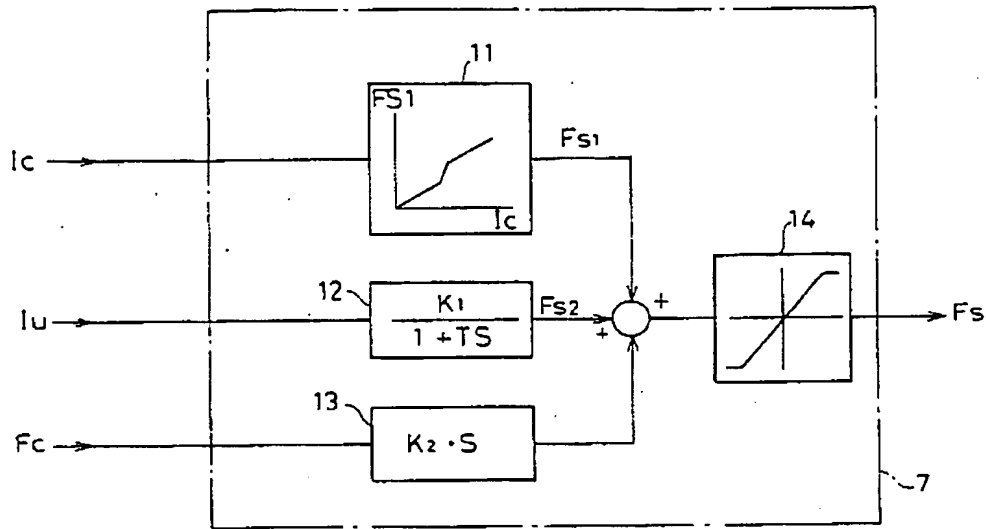


第 2 区

3



第 4 区



第 5 図